

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-016577

(43)Date of publication of application : 18.01.2002

(51)Int.CI. H04J 11/00
H03M 13/41

(21)Application number : 2000-194715

(71)Applicant : SONY CORP
SONY TEKTRONIX CORP

(22)Date of filing : 28.06.2000

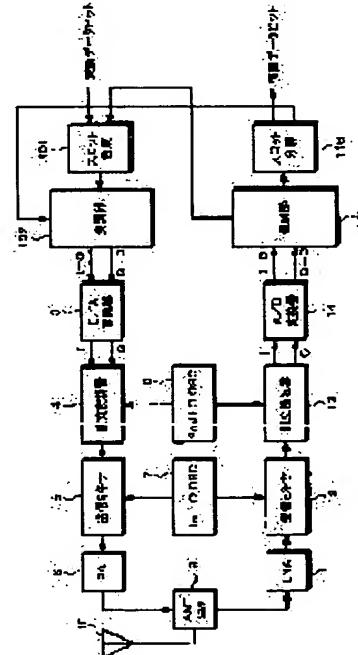
(72)Inventor : HONDA MAKOTO
FUKUDA KUNIO

(54) COMMUNICATION METHOD AND COMMUNICATION UNIT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a communication unit that can prevent increase in bit errors and to save on required transmission power.

SOLUTION: A digital modulation system and a coding rate of an error correction code of a modulation section 102 are varied adaptively with setting information, extracted by a slot decomposition section 116 and set by each subcarrier or each segment. A demodulation section 115 uses the metric value of a Viterbi decoder to decide the modulation system and the coding rate, gives the setting information to a slot synthesis section 101, where a slot is formed with a modulation data bit and the result is given to the modulation section 102. On the basis of time fluctuations of the metric value and its integrated value, an optimum coding rate and an optimum modulation system can be set, while being adapted to a state of a propagation path corresponding to each subcarrier or each segment.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's

BEST AVAILABLE COPY

[decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C) 1998,2003 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2002-16577

(P2002-16577A)

(43)公開日 平成14年1月18日(2002.1.18)

(51)Int.Cl.⁷

H 0 4 J 11/00
H 0 3 M 13/41

識別記号

F I

H 0 4 J 11/00
H 0 3 M 13/41

テマコト^{*}(参考)

Z 5 J 0 6 5
5 K 0 2 2

審査請求 未請求 請求項の数14 OL (全12頁)

(21)出願番号

特願2000-194715(P2000-194715)

(22)出願日

平成12年6月28日(2000.6.28)

(71)出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(71)出願人 000108409

ソニー・テクトロニクス株式会社

東京都品川区北品川5丁目9番31号

(72)発明者 本多 真

東京都品川区北品川5丁目9番31号 ソニー・テクトロニクス株式会社内

(74)代理人 100082762

弁理士 杉浦 正知

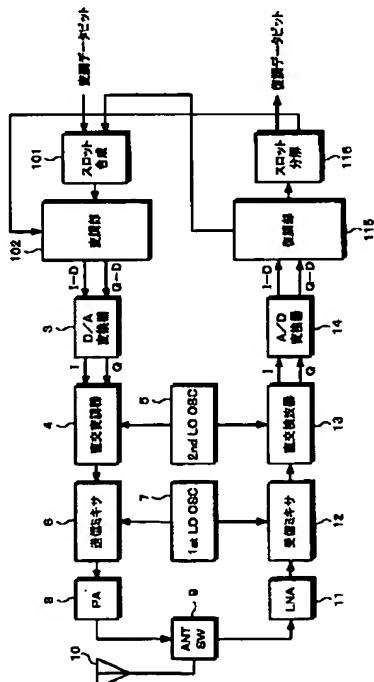
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 通信方法および通信装置

(57)【要約】

【課題】 ビット誤りの増大を防止し、所要伝送電力を節約する。

【解決手段】 変調部102のディジタル変調方式および誤り訂正符号の符号化率がスロット分解部116によって抽出された設定情報に基づいて適応的に可変される。サブキャリアまたはセグメント毎に設定がなされる。復調部115では、ビタビ復号器のメトリック値を使用して変調方式および符号化率を決定した後に、設定情報をスロット合成部101に入力し、変調データビットとともにスロットを形成して変調部102に対して入力する。メトリック値の時間変動および積分値に基づいて、各サブキャリアまたは各セグメントに対応する伝播路の状況に適応し、最適な符号化率、変調方式の設定が可能とされている。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 变調方式としてO F D Mを使用して無線データ伝送を行う通信方法であって、变調側では、誤り訂正符号として畳み込み符号化を使用し、復調側では、ビタビ復号によって誤り訂正を行うようにした通信方法において、

各サブキャリアまたは複数のサブキャリアから構成されるセグメントのディジタル変調方式および誤り訂正符号の符号化率の少なくとも一方を、ビタビ復号器において生成されるメトリック値によって適応的に決定する通信方法。

【請求項2】 請求項1において、
端末と基地局との間、端末間、または基地局間での無線データ伝送に使用される通信方法。

【請求項3】 請求項1において、
アップリンクとダウンリンクを独立に、上記変調方式および符号化率の少なくとも一方を適応的に決定する通信方法。

【請求項4】 請求項1において、
上記メトリック値の時間的変動の程度と上記メトリック値の積分値に基づいて、上記変調方式および上記符号化率の少なくとも一方を設定する通信方法。

【請求項5】 請求項1において、
現在の時間単位における上記変調方式および上記符号化率の少なくとも一方の設定と、上記メトリック値の時間的変動の程度と、上記メトリック値の積分値に基づいて、次の上記時間単位における上記変調方式および上記符号化率の少なくとも一方を設定する通信方法。

【請求項6】 請求項1において、
上記ディジタル変調方式は、P S Kであって、その位相数を適応的に決定する通信方法。

【請求項7】 請求項1において、
上記ディジタル変調方式は、Q A Mであって、その振幅数を決定する通信方法。

【請求項8】 变調方式としてO F D Mを使用して無線データ伝送を行う通信装置であって、变调側では、誤り訂正符号として畳み込み符号化を使用し、復調側では、ビタビ復号によって誤り訂正を行うようにした通信装置において、

各サブキャリアまたは複数のサブキャリアから構成されるセグメントのディジタル変調方式および誤り訂正符号の符号化率の少なくとも一方を、ビタビ復号器において生成されるメトリック値によって適応的に決定する通信装置。

【請求項9】 請求項8において、
端末と基地局との間、端末間、または基地局間での無線データ伝送に使用される通信装置。

【請求項10】 請求項8において、
アップリンクとダウンリンクを独立に、上記変調方式および符号化率の少なくとも一方を適応的に決定する通信

装置。

【請求項11】 請求項8において、
上記メトリック値の時間的変動の程度と上記メトリック値の積分値に基づいて、上記変調方式および上記符号化率の少なくとも一方を設定する設定信号生成手段を備える通信装置。

【請求項12】 請求項8において、
現在の時間単位における上記変調方式および上記符号化率の少なくとも一方の設定と、上記メトリック値の時間的変動の程度と、上記メトリック値の積分値に基づいて、次の上記時間単位における上記変調方式および上記符号化率の少なくとも一方を設定する設定信号生成手段を備える通信装置。

【請求項13】 請求項8において、
上記ディジタル変調方式は、P S Kであって、その位相数を適応的に決定する通信装置。

【請求項14】 請求項8において、
上記ディジタル変調方式は、Q A Mであって、その振幅数を決定する通信装置。

【発明の詳細な説明】**【0 0 0 1】**

【発明の属する技術分野】 この発明は、移動体のデータ通信に適用される通信方法および通信装置に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】 近年、高速の移動体通信のインフラとして、マルチメディア移動アクセスシステム（M M A C（Multimedia Mobile Access Communication System））が提案されている。M M A Cは、光ファイバ通信網に、具体的にはB I S D N（Broadband Integrated Services Digital Network）にシームレスに接続が可能な高速無線アクセスシステムであり、このアクセスシステムでは、5 G H z帯の周波数領域、2 0 ~ 3 0 M b p s程度の伝送レートが用いられる。また、変調方式として、多数のキャリアを使用するO F D M（orthogonal frequency division multiplexing：直交周波数分割多重）方式が使用される。

【0 0 0 3】 O F D M方式は、互いに異なる周波数で、直交する多数の搬送波（以下、キャリアと称する）をそれぞれ伝送ディジタルデータで変調し、変調信号を周波数多重するもので、マルチパス干渉の影響を受けにくくばかりではなく、周波数利用効率が高いなどの利点を有する。

【0 0 0 4】 図11は、従来のM M A C用のO F D M変復調部の構成を示すブロック図である。送信すべき変調データビットは、O F D Mベースバンドディジタル変調部2において、O F D Mディジタル変調され、直交する時間軸のディジタルベースバンド信号I-D、Q-Dとして出力される。ディジタルベースバンド信号I-D、Q-Dは、D/A変換器3において、アナログ信号に変換される。

【0005】アナログ信号は、直交変調器4において、第2局部発振器5の発振周波数 f_{12} により直交変調され、中間周波数 $f_i (= f_{12})$ の信号に変換される。中間周波数 f_i に変調された信号は、送信ミキサ6において、第1局部発振器7の周波数 f_{11} により、周波数 $f_c (= f_{12} + f_{11})$ の信号に変換される。

【0006】周波数 f_c に変換されたOFDM変調信号は、パワーアンプ8において、所定の送信電力に増幅される。増幅された信号は、アンテナスイッチ9を介して、アンテナ10に供給され、送信される。

【0007】図12は、従来のOFDMベースバンドディジタル変調部2の構成を示すブロック図である。変調データビットは、誤り訂正符号化器21において、符号化される。ここで、誤り訂正符号化器21は、ビットインターバおよび重み込み符号化器からなる。

【0008】符号化された信号は、サブキャリア変調器22において、OFDM信号の各サブキャリアに対して、例えば、直交位相変調(QPSK (quadrature phase shift keying))等の同一の固定されたディジタル変調が行われ、サブキャリア変調信号として出力される。QPSKは、1シンボルで2ビットを伝送できる。QAM(Quadrature Amplitude Modulation)もディジタル変調方式として使用可能である。QAMの場合では、4QAMの場合には、QPSKと同様に、2ビットを伝送できる。QPSKと4QAMのいずれもディジタル情報を位相で表現し、ノイズ等の影響下での伝送品質は同じである。

【0009】サブキャリア変調信号は、直列一並列変換器23においてパラレルデータに変換され、高速逆フーリエ変換部(IFFT (Inverse fast Fourier transform))24において直交する多数のキャリアに変調が施され、ディジタルベースバンド信号I-D、Q-Dとして出力される。

【0010】一方、アンテナ10により受信された中心周波数 f_c のOFDM信号は、アンテナスイッチ9を介して、ローノイズアンプ11に入力される。ローノイズアンプ11から出力された信号は、受信ミキサ12において、第1局部発振器7の発振周波数 f_{11} をミックスされ、中間周波数 f_i の信号に変換される。

【0011】中間周波数 f_i に変換された信号は、直交検波器13において、第2局部発振器5の中間周波数 f_{12} により直交検波され、アナログベースバンド信号I、Qに変換される。アナログベースバンド信号I、Qは、A/D変換器14において、ディジタルベースバンド信号I-D、Q-Dに変換される。ディジタルベースバンド信号I-D、Q-Dは、OFDMディジタル復調部15においてOFDMディジタル復調され、復調データビットとして出力される。

【0012】図13は、OFDMベースバンドディジタル復調部15の構成を示すブロック図である。ディジタル

ベースバンド信号I-D、Q-Dは、FFT (fast Fourier transform) 31に入力される。ここで、サブキャリア数をNFFTとすれば、FFT31において、NFFT点の高速フーリエ変換をされ、すなわちNFFT点のパラレル受信データに復調される。

【0013】パラレル受信データは、並列一直列変換32において、シリアルのサブキャリア受信シンボルデータ列に変換される。サブキャリア受信シンボルデータ列は、サブキャリア復調器33に供給され、サブシンボルからビットが復調される。そして、誤り訂正符号復号器34において誤り訂正され、復調データとして出力される。ここで、誤り訂正符号復号器34は、たとえば、メトリック演算器、メトリックデインタリーバおよびビタビデコーダからなる。なお、上述の説明では、ビットインターバ、シンボルタイミング同期、周波数同期、等化器等の機能は省略されている。

【0014】図14は、OFDMIによる無線通信システムのフレーム構成例である。アクセス方式としてTDM A(Time Division Multiple Access)／TDD(Time Division Duplex)方式が使用される。1フレームは、 T_f の時間長であり、1フレームが n 個の上り回線用スロット $T_1 \sim T_n$ と、 n 個の下り回線用スロット $R_1 \sim R_n$ で構成される。1スロットは、 T_s の時間長であり、同期、制御情報等に使用されるヘッダ41と、ユーザ情報42と、誤り検出用のCRC(cyclic redundancy code)と、誤り訂正用のFEC(Forward Error Correction)とから構成される。

【0015】OFDMを使用する場合には、上り下りの各フレームは、図14において、45および46でそれぞれ示すように、 N_c 個のサブキャリアからなるマルチキャリアで構成される。従来では、 $f_1 \sim f_{N_c}$ までのサブキャリアに対して同一の変調方式と誤り訂正の符号化率が用いられる。符号化率は、もともと情報を表しているビット数 k と実際に伝送または蓄積されるビット数 n との比(k/n)を意味する。符号化率が大きければ、冗長度が小さい反面、誤り訂正能力が小さい。

【0016】

【発明が解決しようとする課題】OFDMIは、比較的低いビットレートを伝送する直交キャリアを多数集めて、電波伝播が劣化した環境下、すなわち、マルチパス(多重伝播波)フェージング環境下でも、高速なビットレートでもって無線伝送を行えるように工夫した方式である。しかしながら、屋外での車両等による高速移動中の通信では、雑音や激しい周波数選択性のマルチパスフェージングの影響を受けやすくなる。例えば16QAMや64QAMは、位相と共に振幅をも使用してディジタル情報を表現するために、1シンボル当たりでそれぞれ4ビットおよび8ビットを伝送することができるが、QPSKに比較してノイズ等の影響を受けやすく、品質が悪くなる。これらの16QAMや64QAMのように、多

値数（位相数または振幅数）が比較的多いサブキャリア変調方式を使用した場合には、ピット誤りが増大し、著しい性能劣化を来す。また、誤り訂正符号の符号化率が比較的大きい場合も同様の性能劣化が生じる。

【0017】逆に、電波伝播の状態が良好な環境下、例えば見通し内での固定通信時では、S/N比が大きくなり、電波伝播路特性の変化が微少であるから、サブキャリアの変調方式の多値数や、符号化率を大きくして、情報伝送速度を速くすることが可能である。しかし、良好な環境下で、多値数を小さい場合、例えばBPSK(Binary Phase Shift Keying)方式を使用した場合には、最大情報伝送速度よりも小さい速度で通信を行うことになり、電波利用効率が悪い。

【0018】従来では、サブキャリアの変調方式または誤り訂正符号の符号化率が固定されているのが普通であった。また、変調方式または符号化率を可変できたとしても、ユーザがマニュアルで設定できる程度であり、高速移動時に通信する際に必然的に発生する電波伝播路の激しい変化に追従することができなかつた。さらに、ユーザがマニュアルで設定することは、端末の操作性を悪くするおそれがあった。

【0019】したがって、この発明の目的は、直面する伝播環境下、例えば周波数選択性が著しいマルチパスフェージング環境下における最大の伝送速度と最高の品質を適応的に設定することが可能な通信方法および通信装置を提供することにある。

【0020】

【課題を解決するための手段】上述した課題を解決するために、請求項1の発明は、変調方式としてOFDMを使用して無線データ伝送を行う通信方法であって、変調側では、誤り訂正符号として畳み込み符号化を使用し、復調側では、ビタビ復号によって誤り訂正を行うようにした通信方法において、各サブキャリアまたは複数のサブキャリアから構成されるセグメントのディジタル変調方式および誤り訂正符号の符号化率の少なくとも一方を、ビタビ復号器において生成されるメトリック値によって適応的に決定する通信方法である。

【0021】請求項8の発明は、変調方式としてOFDMを使用して無線データ伝送を行う通信装置であって、変調側では、誤り訂正符号として畳み込み符号化を使用し、復調側では、ビタビ復号によって誤り訂正を行うようにした通信装置において、各サブキャリアまたは複数のサブキャリアから構成されるセグメントのディジタル変調方式および誤り訂正符号の符号化率の少なくとも一方を、ビタビ復号器において生成されるメトリック値によって適応的に決定する通信装置である。

【0022】請求項1および8に係る発明では、サブキャリア毎、または周波数軸上でいくつかのサブキャリアを集めたセグメント毎にディジタル変調方式と符号化率の少なくとも一方を、復調器側のサブキャリア毎または

セグメント毎に配置したビタビ復号器のメトリック出力に基づいて適応的に決定される。すなわち、ビタビ復号において生成されるメトリック値の時間変動および積分値からピット誤りの程度を推定し、ピット誤りの程度に適応して変調方式および符号化率の好くなとも一方を決定することによって、通信品質の劣化を防止し、所要送信電力の節約を可能とできる。

【0023】

【発明の実施の形態】以下、この発明の一実施形態について図面を参照して説明する。図1は、一実施形態のOFDM無線通信システムの構成を示す。従来構成を示す図11中の構成要素と対応する図1中の構成要素には、同一符号を付すことにする。すなわち、D/A変換器3からアンテナ10に至る変調(送信)側の構成、並びにアンテナ10からA/D変換器14に至る復調(受信)側の構成は、従来のシステムと同一の構成である。

【0024】一実施形態では、OFDMベースバンドディジタル変調部102のサブキャリア変調方式および誤り訂正符号の符号化率がスロット分解部116によって抽出されたサブキャリア変調方式・誤り訂正符号化率設定情報に基づいて適応的に可変される。スロット分解部116は、OFDMベースバンドディジタル復調部115に接続されている。また、復調部115では、ビタビ復号器のメトリック値を使用してサブキャリア変調方式および符号化率を決定した後に、設定情報をスロット合成部101に入力し、変調データビットとともにスロットを形成して変調部102に対して入力する。

【0025】図2は、この一実施形態における変調部102の構成を示す。Nmをサブキャリア数またはセグメント数とする。復調部115から入力され、デコーダ26によって復調されたサブキャリア変調方式・誤り訂正符号化率設定情報によって、各サブキャリアまたは各セグメントの変調方式と符号化率が設定されるようになれる。

【0026】入力された変調データビットは、直列-並列変換器25によってNm個の並列データへ変換され、Nm個の畳み込み符号化器211～21Nmへ入力される。畳み込み符号化されたデータは、サブキャリア変調器221～22Nmに入力され、サブキャリア変調を行い、直列-並列変換器231～23Nmによってサブキャリア毎またはセグメント毎に並列データに変換された後に、IFFT24へ入力される。

【0027】Nm個の符号化器211～21Nmとサブキャリア変調器221～22Nmは、復調部115の復調データから抽出されたサブキャリア変調方式・誤り訂正符号化率設定情報によって制御される。設定情報によって設定される内容は、各サブキャリアまたは各セグメントに対応する伝播路の状況に適応し、異なる符号化率、または異なる変調方式の設定が可能とされている。

【0028】図3は、誤り訂正符号化器21の符号化率

が1種類で、サブキャリア変調方式がNm種類の場合の変調部102の構成を示す。復調部115から入力され、デコーダ26によって復調されたサブキャリア変調方式・誤り訂正符号符号化率設定情報によって、各サブキャリアまたは各セグメントの変調方式と符号化率が設定される。符号化率は、設定情報によって設定されるが、各サブキャリアまたは各セグメントに関して、共通の値である。

【0029】変調データビットは、誤り訂正符号化器21で符号化され直列一並列変換器25によって、Nm個の並列データに変換されて、サブキャリア変調器221～22Nmへ入力される。変調器出力は、直列一並列変換器231～23Nmによって並列データに変換されて1FFT24へ入力され、OFDM変調が行われる。

【0030】図4は、この一実施形態における復調部115の構成を示す。復調部115においては、FFT31の出力をNm個の並列一直列変換器321～32Nmの出力に対応するサブキャリア復調器331～33Nmに入力する。サブキャリア復調器331～33Nmの出力ビットまたはサブシンボルを対応する誤り訂正復号化器(ビタビ復号器)341～34Nmへ入力する。誤り訂正復号化器341～34Nmによって誤り訂正を行い、復号データビットを並列一直列変換器35に入力し、直列データに変換して復調データビットとして出力する。

【0031】誤り訂正復号化器341～34Nmは、ビタビ復号器の構成であり、受信データの他に、メトリック値も出力する。各メトリック値は、破線の信号路を介してサブキャリア変調方式・符号化率決定アルゴリズム36に入力される。決定アルゴリズム36の出力は、一時的にレジスタ37に保持しておく。次フレームのスロットを受信する直前にレジスタ37からデータを読み出して、各サブキャリア復調器と各誤り訂正復号化器にデータを入力してサブキャリア変調方式および符号化率を設定する。さらに、レジスタ37の出力は、エンコーダ38によって符号化され、エンコーダ38からの設定情報が図1のスロット合成部101へ出力される。

【0032】図5に、誤り訂正符号化器の符号化率が1種類で、サブキャリア変調方式がNm種類の場合の復調部115の構成を示す。復調部115においては、FFT31の出力をNm個の並列一直列変換器321～32Nmの出力を対応するサブキャリア復調器331～33Nmに入力する。サブキャリア復調器331～33Nmの出力データは、並列一直列変換器35によって直列データに変換され、ビタビ復号器の構成の誤り訂正復号化器34によって誤り訂正を行い、復調データビットとして出力する。

【0033】誤り訂正復号化器34のメトリック出力は、破線の信号経路で示すように、直列一並列変換器39によって、各サブキャリア復調器に対応したNm個の並列データへ変換される。並列データは、変調方式・符

号化率決定アルゴリズム36に入力され、その出力データをレジスタ37に格納する。次フレームのスロットを受信する直前にレジスタ37からデータを読み出して、各サブキャリア復調器と誤り訂正復号化器34にデータを入力して変調方式および符号化率を設定する。さらに、レジスタ37の出力は、エンコーダ38によって符号化され、図1のスロット合成部101へ出力される。

【0034】なお、図4および図5において、誤り訂正復号化器としてのビタビ復号器の判定手法は、硬判定または軟判定である。軟判定を使用する場合は、サブキャリア復調器の入力信号を直接ビタビ復号器に供給するようになされる。

【0035】次に、サブキャリア変調方式・符号化率決定アルゴリズム36について説明する。ビット誤りの様子は、大まかに分けて、S/Nの劣化に起因するランダム誤りと、マルチパスによって伝播路の遅延広がりが増加し、シンボル間干渉の発生に起因するバースト的な誤りの2つがある。ここでは、ビット誤りが頻繁に発生するほどメトリック値が大きくなるものと想定している。

【0036】ビタビ復号方法では、ノイズを含む実際の受信信号から最尤な状態遷移を選択するようになされる。まず、ある時点における状態について、その状態に至る過程において経由してきた複数時点間の状態遷移の尤度の和を計算し、さらに、計算された尤度の和を比較して、最尤の復号系列を選択するようになされる。このような尤度の和をパスメトリックと称する。ある時点におけるパスメトリックは、その時点に至るまでの状態遷移の尤度の総和である。そして、候補となるパスメトリック値のうちで最小のパスメトリックを有するパスをたどり、復号ビットを推定する。この発明におけるビタビ復号器は、その最小のパスメトリックをメトリック値として出力するものである。

【0037】この一実施形態では、時系列メトリック値の極大点の個数と積分値に着目する。ランダム誤りの場合は、メトリック値の時間的な変動が著しくなる。すなわち、極大点の個数が多くなる。ただし、メトリック値の平均値は、比較的小さな一定値のため、積分値は、比較的小さくなる。主としてバースト的な誤りがビット誤りの主要因となる場合は、メトリック値の積分値が増大するが、時間的変動が緩やかとなり、極大点の個数が少なくなる。

【0038】したがって、メトリック値の積分値と単位時間あたりの極大点の個数を求め、ランダム誤りかバースト誤りかを推定できる。両者の値について複数の範囲を決めておき、各範囲毎にサブキャリアの変調方式と符号化率を定めておけば、積分値と極大点の個数にしたがって最適なサブキャリアの変調方式と符号化率を決定することができる。なお、メトリック値の極大点の個数は、メトリック値の微分値が定められたしきい値を超えたときにカウントすることで求めることができる。

【0039】図6は、サブキャリア変調方式・符号化率決定アルゴリズム36の構成を示す。サブキャリア変調方式・符号化率設定部511～51Nmは、各サブキャリアまたは各セグメントに対応している。誤り訂正復号化器（ビタビ復号器）から入力されたメトリック値が微分器52に入力される。微分器52の出力値とあるしきい値がしきい値判別部53で比較される。微分出力がしきい値を超えていれば、カウンタ54がその微分出力をカウントする。カウンタ54の出力が量子化回路55に供給される。

【0040】さらに、メトリック値は、積分器56にも供給され、積分器56の出力が量子化回路57に供給される。量子化回路55および57は、カウンタ54の出力および積分器56の出力をそれぞれのレベルに応じていくつかのレベル範囲に分ける。量子化回路55および57は、具体的には、量子化ステップ幅で入力を割り算する割り算器、変換テーブルが格納されたROM等で構成される。

【0041】量子化回路55および57のそれぞれの出力xおよびyがサブキャリア変調方式選択表58および符号化率選択表59に入力される。選択表58および59は、ROM、組み合わせ論理回路等のハードウェアで構成される。ROMの構成の場合には、量子化回路55および57の出力がアドレスとして使用される。

【0042】2つのレジスタ61および62は、それぞれサブキャリア変調方式選択表58と符号化率選択表59の出力を記憶する。レジスタ61および62の出力は、現在使用しているサブキャリアの変調方式、符号化率を表す。レジスタ61および62の出力が選択表58および59に入力される。このように、量子化された極大値の個数の出力xおよび積分器出力yを選択表58および59にそれぞれ入力することによって、サブキャリア変調方式と符号化率の設定信号が選択表58および59からそれぞれ出力される。

【0043】各サブキャリアに対応したサブキャリア変調方式選択表58の例を図7に示し、各サブキャリアに対応した符号化率選択表59の例を図8に示す。これらの選択表は、縦軸に極大値の数xの値をとり、横軸に積分出力yの値をとり、両方の値で変調方式および符号化率がそれぞれ設定される構成である。一例として、極大値の数および積分出力の値がそれぞれnとm種類としており、 $n \times m$ 通りの設定が可能とされている。また、レジスタ61および62からの現在のサブキャリア変調方式と符号化率によって選択表が選ばれる。図7と図8に示される選択表は、現在のサブキャリア変調方式および符号化率によって次のスロットのサブキャリア変調方式と符号化率が決定されることを示す。例えば、積分値yと極大値の数xがそれぞれ1とy1とであれば、次のスロットは、BPSKと9/16とそれぞれ決定される。

【0044】極大値の数と積分値が共に小さければ、ビット誤りが小さいので、安定した伝播路であると考えられ、図7に示すように最大値数のサブキャリア変調方式（64QAM）を設定する設定信号が選択表58から出力される。また、安定した伝播路であると考えられるときには、図8に示すように、最大の符号化率（3/4）を設定する設定信号が選択表59から出力される。

【0045】次に、単位時間当たりのメトリック値の極大値が多く、積分値が小さければ、ランダム誤りが発生していると推定され、誤り訂正の効果を期待できる。この場合には、値数の比較的大きいサブキャリア変調方式例えば16QAMを選択することが可能であり、比較的大きい符号化率例えば9/16を選択することが可能である。

【0046】さらに、積分値が大きければ、バースト誤りが発生していると推定できる。したがって、BPSKのような最小の値数（2相）のサブキャリア変調方式と、誤り訂正を強力に行うために最小の符号化率例えば1/2を選択する。

【0047】図9は、ダウンリンクのサブキャリア変調方式と符号化率の決定情報を伝送するフレーム構成の一例を示す。71および72は、時間的に連続するフレームを示す。フレーム71は、アップリンク73およびダウンリンク74からなり、フレーム72は、アップリンク75およびダウンリンク76からなる。端末局は、例えばフレーム71のダウンリンク74のスロット77を受信する。このスロット77を受信したときのメトリック値より、次のフレーム72のダウンリンク76のスロット78のサブキャリア変調方式と符号化率が決定される。その変調方式と符号化率を端末局の復調部に設定する。

【0048】サブキャリア変調方式と符号化率設定情報を次フレーム72のアップリンク75のスロット79を用いて基地局へ伝送する。このスロット79は、ヘッダ81、ユーザ情報82、サブキャリア変調方式・符号化率設定情報83、CRC84、FEC85から構成される。サブキャリア変調方式・符号化率設定情報83以外は、従来の方式と同一である。

【0049】このスロット79を受信した基地局は、情報83に基づき復調部の設定を行い、ダウンリンク76のスロット78の変調を行う。例えばキャリアf1～fiから構成されるセグメント86のサブキャリア変調方式がQPSK、符号化率が9/16とされ、キャリアf*i+1*～fjから構成されるセグメント87のサブキャリア変調方式が16QAM、符号化率が3/4とされ、キャリアfj+1～fNdから構成されるセグメント88のサブキャリア変調方式がBPSK、符号化率が1/2とされる。このように各セグメント毎に最適な変調方式と符号化率で、スロット78が変調され、送信される。

【0050】前述した説明は、ダウンリンクの変調方式

と符号化率を設定する方法であった。アップリンクの変調方式と符号化率の設定も同様の方法で行われる。しかし、一般的にアップリンクの電波は、端末局から送信されるために、基地局での受信電力は、ダウンリンクの受信電力よりも弱い。その電力差を考慮して、端末局側と基地局側のサブキャリア変調方式選択表と符号化率選択表は異なっても良い。

【0051】次に、この発明の一実施形態における制御シーケンスについて、図10を参照して説明する。図10において、左側が端末局側で右側が基地局側であり、それぞれが制御チャンネル、通信チャンネルをアクセスできるようにされている。また、図10における矢印がスロットを意味している。矢印上にある記号UとDがそれぞれ、アップリンクとダウンリンクの変調方式と符号化率の組み合わせを示す。その後ろの数字は、時間方向のインデックスを示し、この組み合わせでそのスロットのサブキャリア変調方式と符号化率の設定信号の内容を表すもようになる。図10の左右端に端末局側の変調・復調部の方式を記述する。最初は、ビット誤りの発生し難い値数と符号化率が共に最小の方式を採用する。

【0052】基地局からは、常時、端末の待ち受け時とまり木用に制御信号91aを制御チャンネルで間欠的に通知する。端末局側では、この制御信号91aをパッテリーセービングのために間欠受信する。発信要求が端末側で発生すると、リンクチャンネル確立要求91bを基地局へ送信する。基地局側では、空いている通信チャンネルをリンクチャンネル割り当て91cで通知を行う。端末局側では、指定された通信チャンネルに移行し、同期信号91dを送信する。基地局側も同期信号91eを送信し、両者の同期は確立する。その後、接続先の設定、受付等の呼制御信号91fのやりとりを端末局および基地局間で行い、通信状態91gに移行する。

【0053】最初のアップリンクスロット91hを基地局が受信する。基地局は、そのメトリック値から次回のアップリンクスロット91jのサブキャリア変調方式と符号化率をU1と決定し、復調部の設定をU0からU1に変更する。さらに、その設定情報をダウンリンクスロット91iで端末局に伝送する。端末局では、復調後、その設定情報に基づき変調部の設定をU0からU1に変更する。受信時のメトリック値より次のダウンリンクスロット91kのサブキャリア変調方式と符号化率をD1と決定し、復調部の設定をD0からD1に変更する。D1のサブキャリア変調方式と符号化率設定情報をU1の方式で変調したスロット91jで基地局に伝送する。

【0054】このように、次回の送信スロットで適用するサブキャリア変調方式と符号化率を現在の受信スロットのメトリック値から決定し、先ず、その方式を自己の復調部に設定し、さらに、その設定情報を現在設定されている方式によって送信することによって、スロット毎に最適なサブキャリア変調方式と符号化率を適応的に設

定可能である。

【0055】以上のようにして各サブキャリアまたはセグメント毎にビタビ復号器のメトリック値を利用して電波伝播路の環境に追従して適応的に変調方式として符号化率を設定することによって、周波数選択性マルチバスフェージングチャンネルに対して最適な通信方式を選択できる。

【0056】この発明は、上述した実施形態等に限定されるものでは無く、この発明の要旨を逸脱しない範囲内で様々な変形や応用が可能である。例えばサブキャリア変調方式と誤り訂正符号の符号化率の少なくとも一方を適応的に可変するようにしても良い。

【0057】

【発明の効果】以上説明したように、この発明によれば、広帯域のスペクトラムを使用して高速伝送を行う高速移動体通信方式において、電波伝播の伝送路関数は周波数依存性を有し、時々刻々と変化する。そこで、復調器側で各キャリアまたはキャリア群に割り当てられたビタビ復号器のメトリックを計算してその時刻の特定周波数帯域の伝播特性に最適なサブキャリアの変調方式と符号化率の少なくとも一方を適応的に決定し、決定したサブキャリア変調方式と符号化率の少なくとも一方を使用することによって、情報の伝送を高速にかつ高品質に実現できるようになった。

【0058】また、この発明は、アップリンクおよびダウンリンクで独立にサブキャリアの変調方式と符号化率の少なくとも一方を設定できる。したがって、アップリンク側のサブキャリア変調方式選択表と符号化率選択表の選択肢をビット誤りに強い、すなわち、多値数が小さく、符号化率が小さい方式に設定しておけば、所要伝送電力を減少でき、端末局の消費電力の節約が可能となつた。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明によるOFDM通信システムの一実施形態のブロック図である。

【図2】この発明の一実施形態におけるベースバンドディジタル変調部の一例の構成を示すブロック図である。

【図3】この発明の一実施形態におけるベースバンドディジタル変調部の他の例の構成を示すブロック図である。

【図4】この発明の一実施形態におけるベースバンドディジタル復調部の一例の構成を示すブロック図である。

【図5】この発明の一実施形態におけるベースバンドディジタル復調部の他の例の構成を示すブロック図である。

【図6】この発明の一実施形態におけるサブキャリア変調方式・符号化率設定アルゴリズムの構成例を示すブロック図である。

【図7】この発明の一実施形態におけるサブキャリア変調方式選択表の一例を示す略線図である。

【図8】この発明の一実施形態における符号化率選択表の一例を示す略線図である。

【図9】この発明の一実施形態におけるフレーム構成例を示す略線図である。

【図10】この発明の一実施形態における制御シーケンス例を示す略線図である。

【図11】従来のOFDMによる通信システムのブロック図である。

【図12】従来のOFDMによる通信システムにおけるベースバンドディジタル変調部の一例の構成を示すブロック図である。

【図13】従来のOFDMによる通信システムにおけるベースバンドディジタル復調部の一例の構成を示すブロ

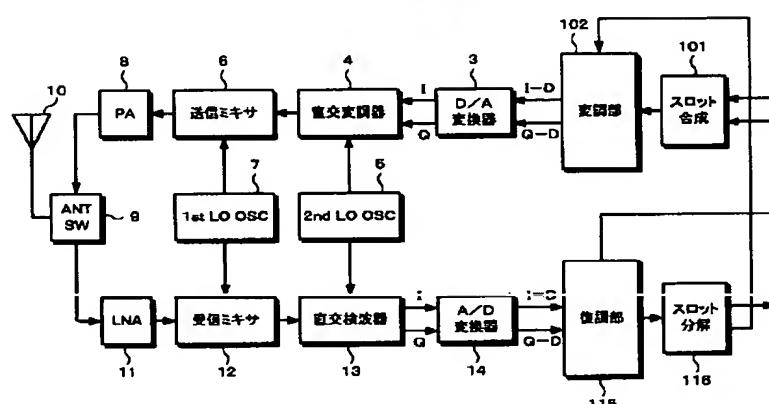
ック図である。

【図14】従来のOFDMによる通信システムにおけるフレーム構成例を説明するための略線図である。

【符号の説明】

101…スロット合成部、102…ベースバンドディジタル変調部、115…ベースバンドディジタル復調部、115…スロット分解部、21、211～21Nm…誤り訂正符号化器、22、221～22Nm…サブキャリア変調器、33、331～33Nm…サブキャリア復調器、34、341～34Nm…誤り訂正復号化器、36…変調方式・符号化率決定アルゴリズム、37…レジスタ、38…エンコーダ

【図1】

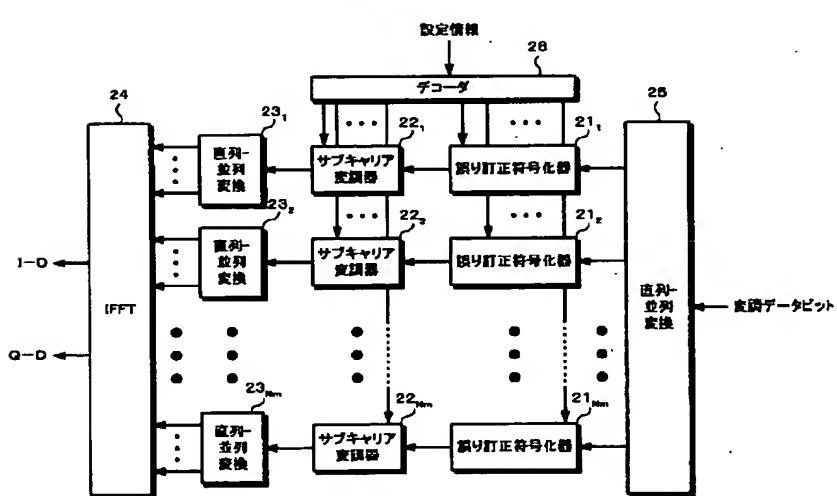


【図7】

現在の変調方式=8QAM				
	機分器からの入力			
	y0	y1	...	y(m-1)
x0	64QAM	16QAM	...	BPSK
x1	16QAM	QPSK	...	BPSK
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
x(n-1)	BPSK	BPSK	...	BPSK

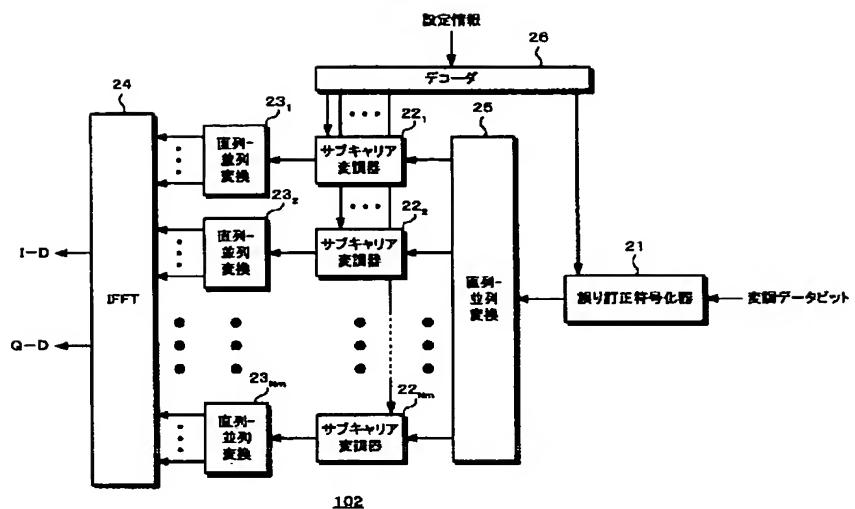
現在の変調方式=16QAM				
	機分器からの入力			
	y0	y1	...	y(m-1)
x0	16QAM	QPSK	...	BPSK
x1	QPSK	BPSK	...	BPSK
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
x(n-1)	BPSK	BPSK	...	BPSK

【図2】



現在の変調方式=BPSK				
	機分器からの入力			
	y0	y1	...	y(m-1)
x0	BPSK	BPSK	...	BPSK
x1	BPSK	BPSK	...	BPSK
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
x(n-1)	BPSK	BPSK	...	BPSK

【図3】



【図8】

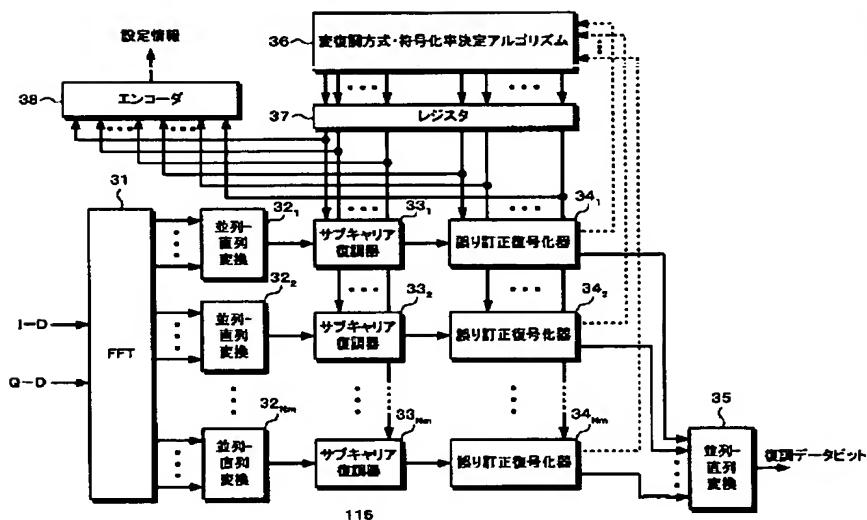
		現在の符号化率=3/4			
		極分器からの入力			
極大値の数	x0	y0	y1	...	y(m-1)
		3/4	9/16	...	3/4
x1	9/16	9/16	...	9/16	
.
.
x(n-1)	1/2	1/2	...	1/2	

		現在の符号化率=9/16			
		極分器からの入力			
極大値の数	x0	y0	y1	...	y(m-1)
		9/16	9/16	...	9/16
x1	9/16	9/16	...	9/16	
.
.
x(n-1)	1/2	1/2	...	1/2	

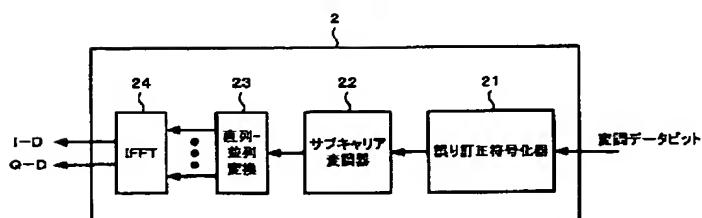
● ● ●

		現在の符号化率=1/2			
		極分器からの入力			
極大値の数	x0	y0	y1	...	y(m-1)
		1/2	1/2	...	1/2
x1	1/2	1/2	...	1/2	
.
.
x(n-1)	1/2	1/2	...	1/2	

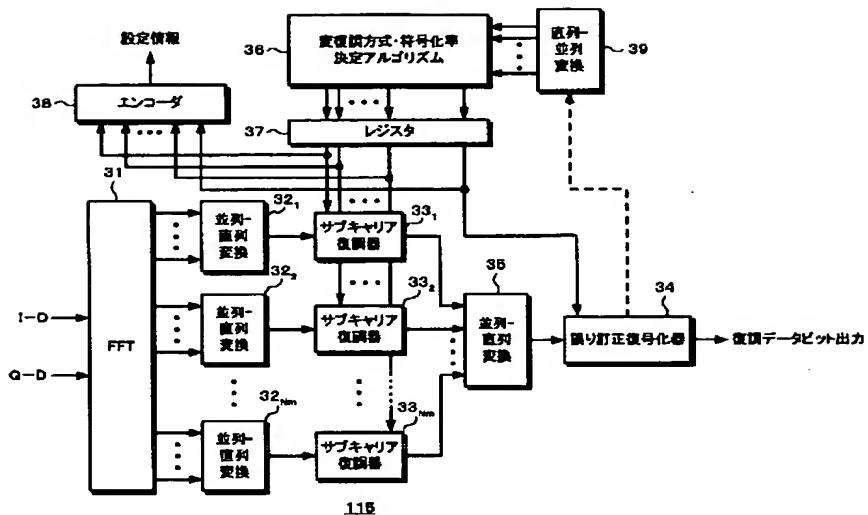
【図4】



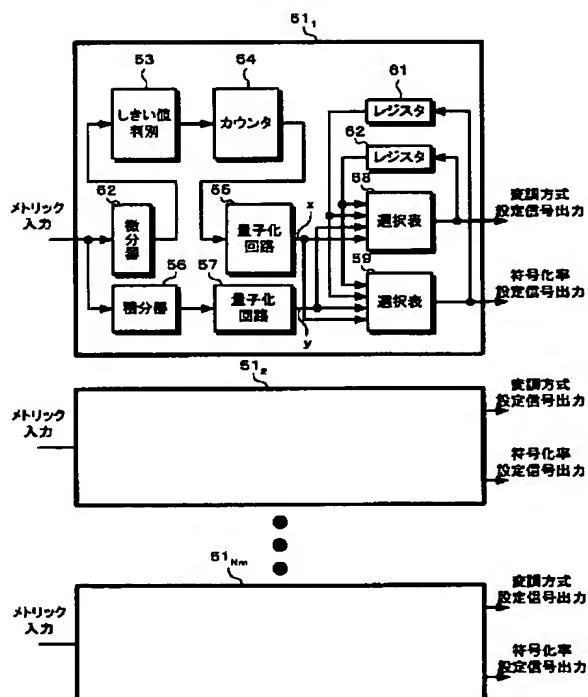
【図12】



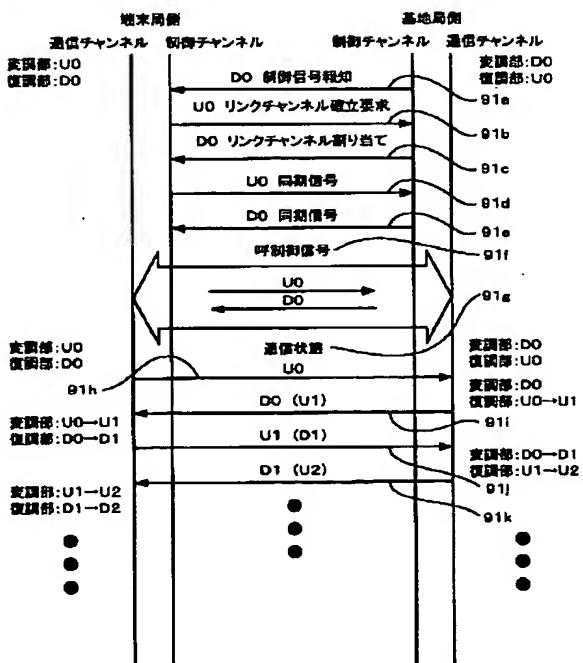
【図5】



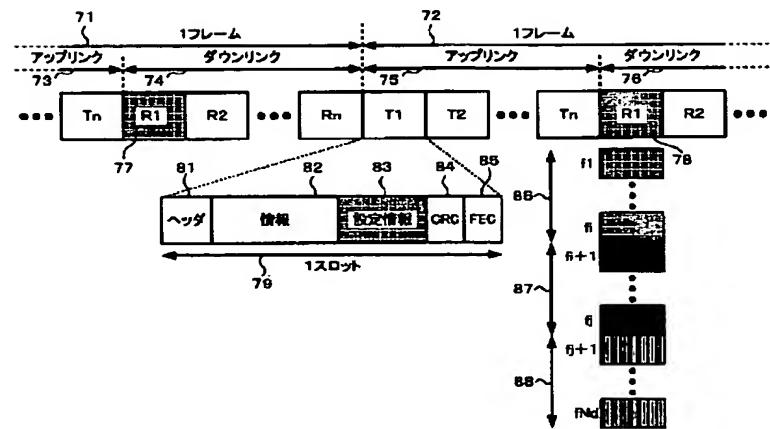
【図6】



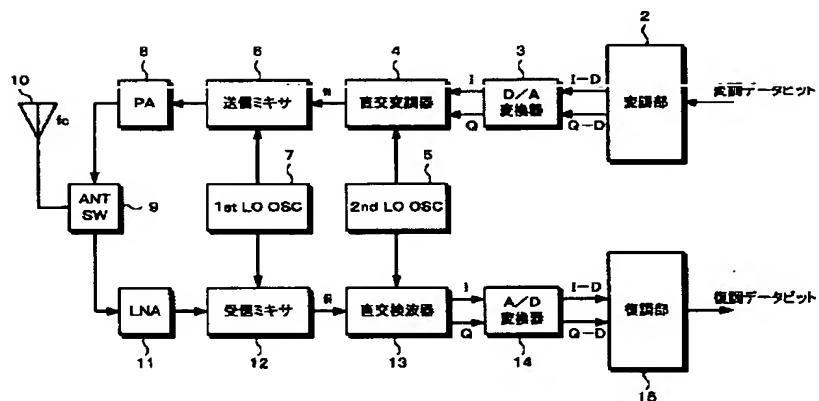
【図10】



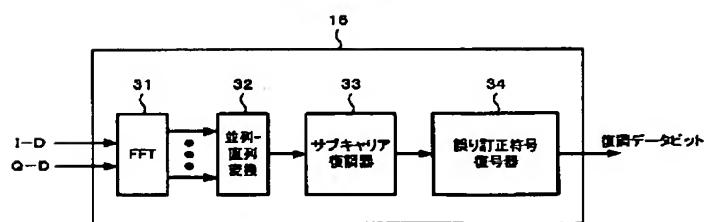
【図9】



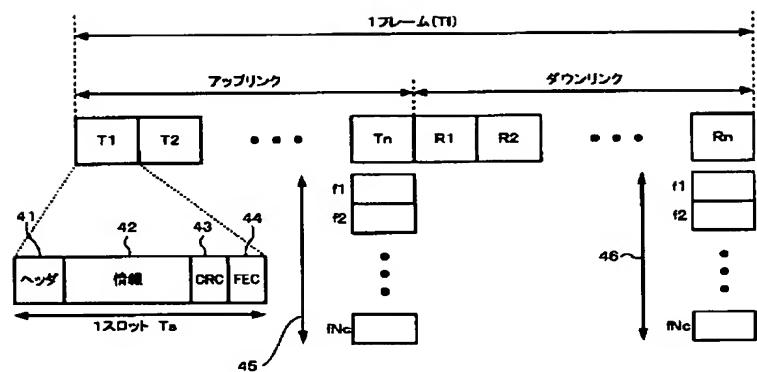
【図11】



【図13】



【図14】



フロントページの続き

(72)発明者 福田 邦夫

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニ
一株式会社内

Fターム(参考) 5J065 AA02 AB01 AC02 AE02 AF01

5K022 DD01 DD13 DD19 DD23 DD33

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.